

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

①1 N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

2 724 522

②1 N° d'enregistrement national :

94 10798

⑤1 Int Cl<sup>6</sup> : H 04 N 5/46, H 04 B 7/02, H 04 N 7/24, H 04 L 27/144

⑫

# DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 09.09.94.

③0 Priorité :

④3 Date de la mise à disposition du public de la  
demande : 15.03.96 Bulletin 96/11.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du  
présent fascicule.*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux  
apparentés : DIVISION DEMANDEE LE 05/10/95  
BENEFICIAIRE DE LA DATE DE DÉPÔT DU  
19/06/95 DE LA DEMANDE INITIALE N° 95 07529  
(ARTICLE L.612-4) DU CODE DE LA PROPRIÉTÉ  
INTELLECTUELLE

⑦1 Demandeur(s) : FRANCE TELECOM  
ETABLISSEMENT PUBLIC — FR et TELEDIFFUSION  
DE FRANCE — FR.

⑦2 Inventeur(s) : VEILLARD JACQUES et HELARD  
MARYLINE.

⑦3 Titulaire(s) :

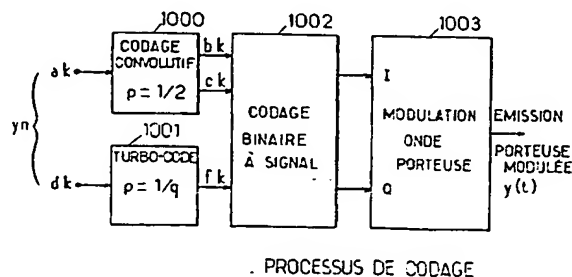
⑦4 Mandataire : CABINET PLASSERAUD.

⑤4 PROCÉDE ET DISPOSITIF DE CODAGE-DECODAGE DE CANAL MULTIRÉSOLUTION EN TÉLÉVISION  
NUMÉRIQUE HAUTE DÉFINITION ET CONVENTIONNELLE.

⑤7 L'invention concerne un procédé et un dispositif de  
codage-décodage de canal multirésolution de télévision  
HD et conventionnelle.

Les éléments binaires  $a_k$  d'image conventionnelle sont  
codés (1000)  $\{b_k, c_k\}$  pour former une première sous-  
constellation d'argument de phase  $\psi_k$  à quatre états de  
phase et les éléments binaires  $d_k$  d'image HD sont codés  
(1001) en au moins un élément binaire  $f_k$  pour former une  
deuxième sous-constellation d'argument de phase  $\theta_k = i$   
 $\theta/2$ ,  $i \in \{m, m\}$   $m$  impair  $\neq 0$ . Une onde porteuse est modu-  
lée en phase (1002, 1003) selon la loi de phase  $\phi_k = \psi_k +$   
 $\theta_k$  selon une constellation complexe superposition des  
sous-constellations.

Application à la transmission de programme de télévision  
HD et conventionnelle sur un même canal.



FR 2 724 522 - A1



PROCEDE ET DISPOSITIF DE CODAGE-DECODAGE DE CANAL  
MULTIRESOLUTION EN TELEVISION NUMERIQUE  
HAUTE DEFINITION ET CONVENTIONNELLE

5 L'invention concerne un procédé et un dispositif de  
codage-décodage de canal multirésolution en télévision  
numérique haute définition et conventionnelle.

10 La télévision numérique multiprogramme, haute  
définition et conventionnelle, est actuellement en cours de  
normalisation dans les pays européens, dans le cadre du  
projet DVB (*Digital Video Broadcasting*) pour la diffusion de  
programmes de télévision par satellite et la distribution  
dans les réseaux de câbles.

Les principales caractéristiques du système sont les  
suivantes :

15 - codage d'image et de son conforme à la norme  
MPEG-2 ;

- multiplexage entre composantes d'un programme  
(image et son) et entre programmes conformément à la norme  
MPEG-2 "System".

20 Le codage de canal et la modulation sont différents pour  
chaque support de transmission, satellite ou câble.

Pour le satellite, les fonctions mises en oeuvre à l'émis-  
sion sont les suivantes :

25 - codage externe de type Reed-Solomon ;  
- entrelacement convolutionnel ;  
- codage interne de type convolutif de rendement  
1/2, 2/3 ou 3/4 ;

30 - modulation de type MDP4, à quatre états de phase ;  
- coefficient de retombée "Roll-off" des filtres de  
Nyquist : 0,35.

Pour le câble, les fonctions de codage de canal et de  
modulation mises en oeuvre sont les suivantes :

- codage externe de type Reed-Solomon (identique à  
celui du satellite) ;

35 - entrelacement convolutionnel ;  
- modulation de type MAQ à 16, 32 ou 64 états ;

- coefficient de retombée "Roll-off" des filtres de Nyquist : 0,15.

Les débits et la largeur des canaux dépendent des caractéristiques des supports de transmission et ne sont pas normalisés.

Toutefois, il est souhaitable d'assurer la transparence entre satellite et câble au niveau du débit de transmission des données, afin de minimiser les traitements à mettre en oeuvre dans les têtes de réseaux de câbles. A titre d'exemple, un système de transmission peut consister en :

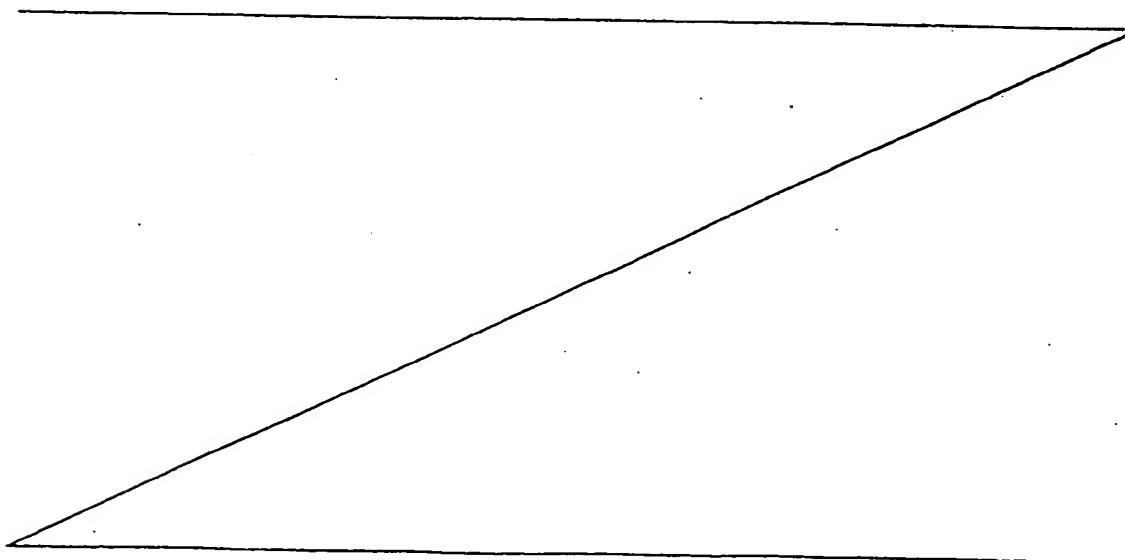
Satellite :

- largeur de bande d'un transpondeur 33 MHz,
- débit symbole 26 Mbauds, ce qui correspond à un rapport  $R = 1,27$  entre la largeur du transpondeur et le débit symbole.

Câble :

- largeur du canal 8 MHz, valeur retenue dans un but de compatibilité avec la transmission analogique actuelle.
- débit symbole 6,5 Mbauds.

Dans les conditions précitées, les débits qui peuvent être diffusés sont donnés dans le tableau ci-après, le débit considéré étant le débit obtenu après codage de Reed-Solomon.



	<b>SATELLITE</b> Rendement du code convolutif	Débit
5	$\rho = 1/2$ $\rho = 2/3$ $\rho = 3/4$	26 Mbit/s 34,67 Mbit/s 39 Mbit/s
10	<b>CABLE</b> Modulation	Débit
15	MAQ - 16 MAQ - 32 MAQ - 64	26 Mbit/s 32,5 Mbit/s 39 Mbit/s

A l'observation du tableau précité, on constate qu'il existe  
 deux ensembles de paramètres qui permettent d'obtenir la  
 compatibilité au niveau des débits entre satellite et câble.  
 A priori, il est souhaitable de diffuser le débit maximal,  
 et, dans l'exemple précité, c'est le débit de 39 Mbit/s qui  
 devrait être retenu. Cependant, les récepteurs de type  
 "grand public" satellite et câble permettront de recevoir  
 l'ensemble des débits précités. Il est actuellement admis  
 qu'un débit de 5 à 6 Mbit/s est suffisant pour obtenir une  
 qualité d'image égale ou supérieure à celle diffusée au  
 standard PAL ou SECAM. On peut donc considérer que le débit  
 par programme, image + son, est d'environ 6,5 Mbit/s. Dans  
 ces conditions, un débit de 39 Mbit/s permet de diffuser  
 6 programmes de qualité PAL ou SECAM dans un canal satellite  
 ou câble.

La diffusion de programmes en télévision haute  
 définition, TVHD, nécessite un débit de transmission quatr  
 fois supérieur à celui d'une image de télévision convention-

nelle, soit un débit de 26 Mbit/s environ.

Afin toutefois d'introduire le service de diffusion de télévision haute définition de façon économique, il est en outre nécessaire de fournir le programme aux usagers non équipés de décodeurs TVHD. Une solution, au moins lors de l'introduction du service, consiste à dupliquer en TV conventionnelle le programme émis en haute définition.

Un programme diffusé à la fois en qualité haute définition et en qualité conventionnelle nécessitera ainsi l'allocation de débit suivante :

- TVHD 26 Mbit/s
- TV conventionnelle 6,5 Mbit/s, soit un total de 32,5 Mbit/s.

Pour un débit total alloué au canal satellite ou câble de 39 Mbit/s, il apparaît que l'introduction de la TVHD va réduire la capacité du canal à deux programmes différents :

- programme n°1 TVHD : 26 Mbit/s
- programme n°1 TV conventionnelle : 6,5 Mbit/s
- programme n°2 TV conventionnelle : 6,5 Mbit/s.

L'introduction de la TVHD va donc conduire à un surcoût très important pour le radiodiffuseur puisque le coût de location d'un canal satellite devra être partagé entre deux programmes au lieu de six en télévision conventionnelle.

La présente invention a pour but de remédier aux inconvénients précités par la mise en oeuvre d'un procédé et d'un dispositif de codage-décodage de canal multirésolution susceptibles de permettre l'introduction de la TVHD tout en assurant la compatibilité avec les récepteurs "grand public" prévus pour recevoir la télévision conventionnelle, les usagers désirant recevoir la TVHD par satellite devant se munir d'un équipement spécifique (antenne plus grande, démodulateur et décodeur spécifiques pour la TVHD).

Le procédé et le dispositif de codage de canal pour symboles yn représentatifs de signaux de télévision numérique haute définition et conventionnelle, chaque symbole yn étant formé par une pluralité d'éléments binaires, les

signaux de télévision conventionnell étant constitués par une première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  représentatifs de programmes conventionnels et les signaux de télévision haute définition étant constitués par une deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  représentatifs d'un programme haute définition, objets de la présente invention, sont remarquables en ce qu'ils consistent à, respectivement permettent de, coder la première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  au moyen d'un processus de codage convolutif de rendement  $1/2$ , de façon à engendrer pour tout élément binaire  $a_k$  de la première suite  $\{a_k\}$  un premier groupe de deux éléments binaires  $\{b_k, c_k\}$  définissant un point, parmi quatre, d'une première sous-constellation, dont l'argument de phase  $\psi_k$  correspond à l'un des quatre états de phase d'une modulation de phase à quatre états, coder la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  au moyen d'un processus de codage turbo-code de rendement  $1/q$ , avec  $q = r/s > 1$ ,  $r$  et  $s$  entiers, de façon à engendrer pour tout élément binaire  $d_k$  de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  un deuxième groupe d'au moins un élément binaire  $\{f_k\}$  définissant un point, parmi deux, d'une deuxième sous-constellation, dont l'argument de phase  $\theta_k = i \theta/2$  avec  $i \in \{-m, m\}$ ,  $m$  impair  $\neq 0$ ,  $\theta$  représentant une valeur de phase déterminée.

Une onde porteuse est modulée en phase, pour chaque symbole transmis, l'argument de phase  $\phi_k$  de la modulation de phase étant défini par combinaison des arguments de phase du premier et du deuxième groupe de valeurs binaires,  $\phi_k = \psi_k + \theta_k$ , ce qui permet d'associer à tout symbole  $y_n$  un point appartenant à une constellation complexe, formée par superposition des première et deuxième sous-constellations et d'associer au moins un programme de télévision haute définition et une pluralité, supérieure à deux, de programmes de télévision conventionnelle pour transmission sur un même canal.

Le procédé et le dispositif de décodage de canal pour symboles  $y_n$  représentatifs de signaux de télévision

haute définition et conventionnelle, ces symboles étant transmis au moyen d'une onde porteuse modulée en phase avec un argument de phase  $\phi_k = \psi_k + \theta_k$ , formé par un premier  $\psi_k$  et un deuxième  $\theta_k$  argument de phase, chacun représentatif d'un point repéré dans une première respectivement une deuxième sous-constellation et défini par un premier  $\{b_k, c_k\}$  et par un deuxième  $\{f_k\}$  groupe de deux respectivement au moins un élément binaire obtenus par codage d'un élément binaire d'origine  $a_k$  respectivement  $d_k$  d'une première  $\{a_k\}$  respectivement deuxième  $\{d_k\}$  suite d'éléments binaires, la première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  étant représentative d'une pluralité, supérieure à deux, de programmes conventionnels et la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  d'un programme haute définition, objets de la présente invention, sont remarquables en ce qu'ils consistent à, respectivement permettent de, effectuer une démodulation de phase de l'onde porteuse modulée pour obtenir une première composante  $I_k$  et une deuxième composante  $Q_k$  en quadrature de l'onde porteuse modulée, avec  $I_k = \cos \phi_k + n_{I_k}$  et  $Q_k = \sin \phi_k + n_{Q_k}$  ou  $n_{I_k}$  et  $n_{Q_k}$  désignent des variables aléatoires gaussiennes indépendantes de densité spectrale donnée, effectuer un décodage de type décodage de Viterbi des première et deuxième composantes, de façon à restituer un élément binaire estimé  $\hat{a}_k$  représentatif de l'élément d'origine  $a_k$ , effectuer à partir de l'élément binaire estimé  $\hat{a}_k$  un codage de type convolutif, de façon à engendrer une valeur estimée  $\hat{\psi}_k$  du premier argument de phase  $\psi_k$  de la forme  $\hat{U}_k = \cos \hat{\psi}_k$ ,  $\hat{V}_k = \sin \hat{\psi}_k$ , obtenir, à partir des valeurs estimées  $\hat{U}_k$  et  $\hat{V}_k$ , par démodulation, une valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase  $\theta_k$  à partir des relations :

$$I'_k = \cos \hat{\theta}_k = I_k \hat{U}_k + Q_k \hat{V}_k$$

$$Q'_k = \sin \hat{\theta}_k = Q_k \hat{U}_k - I_k \hat{V}_k,$$

appliquer aux valeurs  $I'_k$ ,  $Q'_k$  représentatives de la valeur estimée  $\theta_k$  du deuxième argument de phase un traitement de turbo-décodage pour engendrer un élément binaire estimé  $\hat{d}_k$  représentatif de l'élément binaire d'origine  $d_k$ . Des

processus inverses de ceux du codage sont appliqués aux valeurs estimées du premier  $a_k$  respectivement deuxième  $d_k$  élément binaire d'origine pour restituer les programmes d'origine.

5           Le procédé et le dispositif de codage-décodage de canal multirésolution en télévision numérique haute définition et conventionnelle, objets de la présente invention, trouvent application à la transmission de signaux de télévision numérique.

10           Ils seront mieux compris à la lecture de la description et à l'observation des dessins ci-après dans lesquels :

- la figure 1a représente un schéma synoptique illustratif du procédé de codage de canal, objet de la présente invention ;

15           - la figure 1b représente un premier diagramme de la constellation obtenue par superposition d'une première et d'une deuxième sous-constellation, permettant d'effectuer une modulation d'une onde porteuse ;

20           - la figure 1c représente un deuxième diagramme de la constellation obtenue par superposition d'une première et d'une autre deuxième sous-constellation, permettant d'effectuer une autre modulation d'une onde porteuse ;

25           - la figure 2a représente un schéma synoptique illustratif du procédé de décodage de canal, objet de la présente invention ;

- la figure 2b représente un diagramme de décodage des valeurs de phase correspondant au diagramme de la figure 1b ;

30           - la figure 2c représente un diagramme de décodage des valeurs de phase correspondant au diagramme de la figure 1c ;

35           - la figure 3a représente un schéma synoptique d'un dispositif de codage de canal pour symboles représentatifs de signaux de télévision numérique haute définition et conventionnelle, conforme à l'objet de la présente invention ;



- la figure 3b représente un détail d réalisation du dispositif de codage représenté en figure 3a ;

5       - la figure 4 représente un schéma synoptique d'un dispositif de décodage pour symboles représentatifs de signaux de télévision haute définition et conventionnell associé au dispositif de codage représenté en figure 3a ;

- la figure 5 représente un dispositif transmodulateur satellite-câble mettant en oeuvre les éléments essentiels du dispositif de décodage représenté en figure 4.

10       Le procédé de codage de canal pour symboles représentatifs de signaux de télévision numérique haute définition et conventionnelle, objet de la présente invention, sera maintenant décrit en liaison avec les figures 1a, 1b, 1c.

15       Selon la figure la précitée, on rappelle que chaque symbole yn représentatif de signaux de télévision numérique haute définition et conventionnelle est formé par une pluralité d'éléments binaires, les signaux de télévision conventionnelle étant constitués par une première suite  
20 d'éléments binaires, notée  $\{a_k\}$ , ces éléments binaires étant représentatifs de programmes conventionnels alors que les signaux de télévision haute définition sont constitués par une deuxième suite d'éléments binaires, notée  $\{d_k\}$ , représentatifs d'un programme haute définition, les éléments  
25 binaires respectifs étant notés  $a_k$ ,  $d_k$ .

Ainsi que représenté de manière illustrative sur la figure 1a, le procédé de codage, objet de la présente invention, consiste à coder la première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  au moyen d'un processus de codage convolutif  
30 de rendement 1/2 à l'étape 1000 représentée sur la figure 1a de façon à engendrer pour tout élément binaire de la première suite  $\{a_k\}$  un premier groupe de deux éléments binaires, noté  $\{b_k, c_k\}$  définissant un point, parmi quatre, d'une première sous-constellation dont l'argument de phase  
35  $\psi_k$  correspond à l'un des quatre états de phase d'une modulation de phase à quatre états.

Le procédé de codage, objet de la présente invention, consiste en outre à coder simultanément en parallèle la deuxième suite d'éléments binaires  $\{dk\}$  au moyen d'un processus de codage turbo-code de rendement  $1/q$ , avec  
 5  $q = r/s$ ,  $q > 1$  et  $r$  et  $s$  entiers, de façon à engendrer pour tout élément binaire  $dk$  un deuxième groupe d'au moins un élément binaire  $fk$  définissant un point, parmi deux, d'une deuxième sous-constellation dont l'argument de phase  $\theta_k$  vérifie la relation :

10  $\theta_k = i\theta/2$  avec  $i \in \{-m, m\}$ ,  $m$  impair  $\neq 0$ ,  $\theta$  représentant une valeur de phase déterminée. L'opération de codage de la deuxième suite d'éléments binaires à l'aide du processus de turbo-code est représentée à l'étape 1001 de la figure 1a.

Les éléments binaires  $b_k$ ,  $c_k$ ,  $f_k$  permettent alors  
 15 d'effectuer un codage binaire à signal en une étape 1002, pour déterminer les composantes I, Q de modulation de phase d'une onde porteuse pour chaque symbole transmis en une étape 1003, l'argument de phase  $\phi_k$  de la modulation de phase réalisée à l'étape 1003 précitée par l'intermédiaire des  
 20 composantes I et Q étant défini par combinaison des arguments de phase du premier et du deuxième groupe d'éléments binaires  $\{b_k, c_k\}$ ,  $\{f_k\}$ , la loi de modulation de la phase de l'onde porteuse vérifiant la relation (1) :

$$\phi_k = \psi_k + \theta_k.$$

25 Cette modulation de phase permet d'associer à tout symbole  $\psi_n$  un point appartenant à une constellation complexe formée par superposition des première et deuxième sous-constellations, et d'associer au moins un programme de télévision haute définition et une pluralité, supérieure à deux, de  
 30 programmes de télévision conventionnelle pour transmission sur un même canal.

Sur la figure 1b, on a représenté la valeur des paramètres d'angle de phase  $\phi_k$  de la modulation dans le cas où la première sous-constellation d'argument de phase  $\psi_k$   
 35 correspondant aux valeurs des éléments binaires  $b_k$ ,  $c_k$  00, 01, 11 et 10, la deuxième sous-constellation est obtenue

pour les deux valeurs 0,1 d'un élément binaire supplémentaire, l'élément binaire  $f_k$  du deuxième groupe d'éléments binaires réduit à 1 dans ce cas particulier,  $m$  impair étant pris égal à 1.

5 On comprend alors, ainsi que représenté sur la figure 1b, que l'un des points de la constellation résultante correspond à une valeur déterminée de chaque élément binaire  $b_k$ ,  $c_k$ ,  $f_k$ , chaque symbole  $y_n$ , combinaison des  
10 éléments binaires de la première  $\{a_k\}$  respectivement deuxième  $\{d_k\}$  suite d'éléments binaires représentatifs de programmes conventionnels et de signaux de télévision haute définition, étant ainsi codé pour l'émission.

Sur la figure 1c, on a également représenté une variante de réalisation du procédé de codage, objet de la  
15 présente invention, dans laquelle le processus de codage 1001 de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  est effectué au moyen d'un processus de codage turbo-code de rendement  $1/q$  permettant toutefois d'engendrer, pour tout élément binaire  $d_k$  de la deuxième suite d'éléments binaires  
20  $\{d_k\}$ , un deuxième groupe de deux éléments binaires  $e_k$ ,  $f_k$  définissant un point, parmi quatre, d'une deuxième sous-constellation dont l'argument de phase  $\theta_k$  vérifie alors la relation :

$\theta_k = i \theta/2$  avec  $i \in \{-m, m\}$   $m$  impair  $\neq 0$ ,  
25  $m$  étant pris au plus égal à 3.

On comprend ainsi que dans le cadre de la figure 1c, la superposition de la première et la deuxième sous-constellation permet alors d'obtenir une modulation à seize états de phase correspondant aux valeurs binaires des éléments  
30 binaires  $b_k$ ,  $c_k$  du premier groupe de deux éléments binaires et aux valeurs binaires des éléments binaires  $f_k$ ,  $e_k$  du deuxième groupe d'éléments binaires, ainsi que représenté sur la figure 1c précitée.

Dans tous les cas, quel que soit le mode de mise en  
35 oeuvre du processus de codage, objet de la présente invention, tel qu'illustré selon les figures 1b ou 1c, l'onde

porteuse modulée peut alors s'écrire sous la forme suivante à chaque instant  $t_k = KTs$ ,  $T_s$  désignant la durée du symbole transmis, suivant la relation (2) :

$$y(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi_k), \text{ avec } \phi_k = \psi_k + \theta_k.$$

5  $\phi_k$  définit l'argument de phase de la modulation avec les valeurs suivantes, en fonction des valeurs des éléments binaires  $b_k$ ,  $c_k$  du premier groupe d'éléments binaires selon le tableau I suivant, donnant la relation entre  $\psi_k$  et le couple d'éléments binaires  $b_k$ ,  $c_k$  obtenu à la sortie du processus de codage convolutif :

TABLEAU I

$b_k$	$c_k$	$\psi_k$
0	0	$\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
1	1	$5\pi/4$
1	0	$7\pi/4$

Dans le cas de la figure 1b, l'argument de phase  $\theta_k$  vérifie la relation selon le tableau II ci-après, compte tenu de la valeur de l'élément binaire  $f_k$ ,  $m$  étant pris égal à 1.

TABLEAU II

$f_k$	$\theta_k$
0	$-\theta/2$
1	$+\theta/2$

Dans le cas de la figure 1c, au contraire,  $m$  étant pris égal à 3, la relation entre  $\theta_k$  argument de phase de la deuxième sous-constellation et le couple d'éléments binaires  $\{e_k, f_k\}$  du deuxième groupe d'éléments binaires obtenu à la sortie du processus de turbo-codage, est donnée dans le tableau III ci-après :

TABLEAU III

	ek	fk	$\theta_k$
5	0	0	- $\theta/2$
	0	1	- $3\theta/2$
	1	1	$3\theta/2$
	1	0	+ $\theta/2$

10 Dans le cas de la figure 1b, pour lequel  $m = 1$ , la valeur de  $\theta$  doit être choisie afin de réaliser le meilleur compromis entre les performances de la modulation compatible à quatre états de phase et de la modulation à huit états.

15 Le système de modulation proposé permet de diffuser un débit utile de 45,5 Mbit/s dans un canal satellite de 33 MHz.

L'allocation de la ressource globale de transmission peut alors être répartie de la façon suivante :

- 20 - programme n°1 en TVHD : 26 Mbit/s, composante haute définition : 19,5 Mbit/s, composante compatible : 6,5 Mbit/s ;
- programmes n°2, 3 et 4 en télévision conventionnelle :  $3 \times 6,5 = 19,5$  Mbit/s.

25 Dans le cas de la figure 1c, de même, la valeur de  $\theta$  doit être choisie afin de réaliser le meilleur compromis entre les performances de la modulation compatible à quatre états de phase et de la modulation à seize états, ainsi que mentionné précédemment dans la description.

30 Le système proposé permet alors de diffuser un débit de 52 Mbit/s dans un canal satellite de 33 MHz constitué par deux voies séparées à 26 Mbit/s. L'une des voies permet de diffuser un multiplex de quatre programmes de télévision conventionnelle alors que l'autre voie transmet le programme de TVHD.

35 L'allocation de la ressource globale peut être alors

répartie de la façon suivante :

Voie n°1 :

- programme n°1 en TVHD : 26 Mbit/s

Voie n°2 :

- 5     - duplication du programme n°1 en télévision conventionnelle : 6,5 Mbit/s
- programmes n°2, 3 et 4 en télévision conventionnelle :  
       $3 \times 6,5 = 19,5$  Mbit/s.

10     Le procédé de codage, objet de la présente invention, tel que décrit précédemment, permet de diffuser dans un canal satellite quatre programmes différents de télévision dont un en TVHD, ce qui permet de mieux utiliser la ressource de transmission que la solution classique.

15     Pour la voie qui transmet le multiplex de télévision conventionnelle, le fait de remplacer un état de phase unique par une sous-constellation entraîne une réduction de la distance minimale entre états et donc une dégradation des performances vis-à-vis du bruit. Toutefois, si on suppose

20     que pour un multiplex de programmes de télévision conventionnelle on utilise un code convolutif de rendement  $3/4$ , la dégradation des performances vis-à-vis du bruit peut alors être compensée par l'utilisation d'un code convolutif de rendement  $1/2$  et par la réduction du débit utile.

25     Le processus de codage tel que décrit en relation avec la figure 1b permet la transmission de signaux de télévision conventionnelle et TVHD avec un débit plus faible que celui décrit en liaison avec la figure 1c. Cependant, le processus de codage précité en liaison avec la figure 1b permet d'avoir de meilleures performances vis-à-vis du bruit

30     et en conséquence de réduire la taille des antennes de réception.

35     Une description plus détaillée d'un procédé de décodage de canal pour symboles yn représentatifs de signaux de télévision haute définition et conventionnelle, ces symboles ayant été transmis au moyen d'une onde porteuse modulée en phase avec un argument de phase  $\phi_k$  formé par un

premier  $\psi_k$  et un deuxième  $\theta_k$  arguments de phase tels que décrits précédemment dans la description, le premier  $\psi_k$  et le deuxième  $\theta_k$  argument de phase étant chacun représentatifs d'un point repéré dans une première respectivement une deuxième sous-constellation et définis par un premier  $b_k$ ,  $c_k$  et par un deuxième  $f_k$  groupes de deux respectivement au moins un élément binaire obtenu par codage d'un élément binaire d'origine  $a_k$  respectivement  $d_k$  d'une première  $\{a_k\}$  respectivement deuxième  $\{d_k\}$  suite d'éléments binaires, conforme à l'objet de la présente invention, sera maintenant donnée en liaison avec les figures 2a, 2b et 2c.

Dans le cadre de la mise en oeuvre du procédé de décodage, objet de la présente invention, l'onde porteuse modulée  $y(t)$  est reçue par un appareil de réception et le procédé de décodage selon l'invention consiste alors à effectuer, ainsi que représenté en figure 2a, une démodulation de phase, notée 2000, de l'onde porteuse modulée pour obtenir une première composante  $I_k$  et une deuxième composante  $Q_k$  en quadrature de l'onde porteuse modulée. Les première et deuxième composantes vérifient la relation (3) :

$$I_k = \cos\phi_k + n_{I_k} \quad \text{et} \quad Q_k = \sin\phi_k + n_{Q_k},$$

où  $n_{I_k}$  et  $n_{Q_k}$  désignent des variables aléatoires gaussiennes indépendantes de densité spectrale donnée.

Le procédé de décodage, objet de la présente invention, consiste ensuite à effectuer un décodage de type décodage de Viterbi, noté 2001, des première et deuxième composantes  $I_k$  et  $Q_k$  de façon à restituer un élément binaire estimé, noté  $\hat{a}_k$  représentatif de l'élément binaire d'origine  $a_k$ . Un recodage de type convolutif, noté 2002, est alors effectué à partir de l'élément binaire estimé  $\hat{a}_k$  de façon à engendrer une valeur estimée  $\hat{\psi}_k$  du premier argument de phase  $\psi_k$  de la forme :

$$\hat{U}_k = \cos\hat{\psi}_k, \quad \hat{V}_k = \sin\hat{\psi}_k.$$

Le procédé de décodage de canal selon l'invention consiste ensuite à effectuer, à partir des valeurs estimées  $\hat{U}_k$ ,  $\hat{V}_k$ , c'est-à-dire finalement de la valeur estimée de  $\hat{\psi}_k$

du premier argument de phase  $\psi_k$ , une démodulation, notée 2003, pour obtenir, à partir des valeurs estimées  $\hat{U}_k$  et  $\hat{V}_k$ , une valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase  $\theta_k$  vérifiant la relation (4) :

$$\begin{aligned} 5 \quad I'_k &= \cos \hat{\theta}_k = I_k \cdot \hat{U}_k + Q_k \cdot \hat{V}_k \\ Q'_k &= \sin \hat{\theta}_k = Q_k \cdot \hat{U}_k - I_k \cdot \hat{V}_k. \end{aligned}$$

On indique que les composantes  $I'_k$ ,  $Q'_k$  définissent bien entendu les composantes de la valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase  $\theta_k$ .

10 L'application aux valeurs de composantes  $I'_k$ ,  $Q'_k$  de la valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase  $\theta_k$  d'un traitement de turbo-décodage, désigné par 2005 sur la figure 2a, permet d'engendrer un élément binaire estimé  $\hat{d}_k$  représentatif de l'élément binaire d'origine  $d_k$ . Cette opération  
15 de turbo-décodage peut, le cas échéant, être précédée d'une opération d'égalisation 2004. Pour une description plus détaillée de l'opération de turbo-décodage, on pourra utilement se reporter à la demande de brevet français n° 2 675 971 publiée le 30.10.1992, au nom de FRANCE TELECOM  
20 et TELEDIFFUSION DE FRANCE.

Le procédé de décodage, objet de la présente invention, jusqu'à la réalisation des opérations 2001 et 2005 précédemment décrites dans la description et illustrées sur la figure 2a, permet ainsi de restaurer à la réception  
25 les éléments binaires  $a_k$ ,  $d_k$  de la première suite  $\{a_k\}$  respectivement  $\{d_k\}$  d'éléments binaires d'origine après transmission, par l'intermédiaire de leurs valeurs estimées  $\hat{a}_k$ ,  $\hat{d}_k$ .

Bien entendu, ainsi que représenté de manière illustrative sur la figure 2a, le procédé de décodage, objet  
30 de la présente invention, consiste ensuite à appliquer aux valeurs estimées du premier  $a_k$ , respectivement deuxième  $d_k$  éléments binaires d'origine des processus inverses de ceux du codage afin de restituer les programmes d'origine après  
35 transmission.

Sur la figure 2a, on comprend que ces processus



inverses sont illustrés par une opération de désentrelacement plus décodage de Reed-Solomon et de débrassage, notée 2011, suivie d'une opération de démultiplexage de type MPEG-2 selon la norme MPEG actuellement en vigueur, opération notée 2012, elle-même suivie d'un décodage vidéo 2013 et d'un décodage son 2014, l'opération de décodage vidéo 2013 étant suivie d'un suréchantillonnage 2015, alors que les opérations inverses relatives à l'élément binaire estimé  $\hat{dk}$  obtenu suite à l'opération de turbo-décodage 2005 consistent en une opération de débrassage, notée 2007, suivie elle-même d'une opération de démultiplexage de type MPEG-2 et d'opérations de décodage son et de décodage vidéo 2009, 2010, semblables aux opérations de décodage vidéo et son 2013 et 2014 permettant de restituer les programmes d'origine. Une opération de commutation 2016 à partir des signaux délivrés par les processus opératoires de décodage son, décodage vidéo 2013, 2014, respectivement 2009, 2010, permet sur mesure d'un paramètre de transmission de contrôle de signal en une opération 2006 effectuée au niveau de l'opération 2005 de turbo-décodage, d'assurer la commutation du programme suivi, cette opération de commutation 2016 permettant d'effectuer un affichage sur un moniteur de type TVHD par exemple en 2017.

Les opérations inverses précédemment décrites, 2007 à 2010 et 2011 à 2015, sont des opérations inverses d'opérations semblables réalisées au niveau du codage dans le cas où des opérations comparables de codage d'images hiérarchiques ont été réalisées à l'émission, ces opérations de codage n'étant pas décrites plus en détail au niveau du procédé de codage de canal, objet de la présente invention.

Sur les figures 2b et 2c, on a représenté les valeurs des paramètres  $I_k$ ,  $Q_k$ , première et deuxième composantes en quadrature de l'onde porteuse modulée, tel que représenté en figure 1b, respectivement 1c.

Une description plus détaillée d'un dispositif de codage de canal permettant la mise en oeuvre du procédé de

codage de canal multirésolution en télévision numérique haute définition et conventionnelle, précédemment décrit en liaison avec les figures 1a à 1c, sera maintenant donnée en liaison avec les figures 3a et 3b.

5 Dans le mode de réalisation du dispositif de codage, objet de la présente invention, tel que représenté en figure 3a, on indique que celui-ci, de manière non limitative, correspond à un codage de canal utilisant une modulation de type multirésolution à huit états de phase, associée à un  
10 codage d'images de type hiérarchique selon la norme MPEG-2.

Ainsi qu'on l'a représenté sur la figure 3a précitée, le dispositif de codage comprend en premier lieu, un circuit 1 générateur de la première suite d'éléments binaires {ak}. Ce circuit générateur de la première suite  
15 d'éléments binaires {ak} reçoit le signal de télévision à haute définition TVHD à 1250 lignes, le circuit 1 générateur de la première suite d'éléments binaires {ak} comprenant un circuit sous-échantillonneur 100 recevant le signal TVHD précité, suivi d'un codeur 101, lequel délivre un signal  
20 numérique représentatif en télévision conventionnelle du programme haute définition. Un circuit multiplexeur 102 reçoit le signal numérique représentatif en télévision conventionnelle du programme haute définition précité délivré par le codeur 101, ainsi qu'un signal de son  
25 principal et des signaux numériques représentatifs chacun d'un programme distinct de télévision conventionnelle, ces signaux étant désignés, sur la figure 3, par "autres programmes". Le circuit de multiplexage 102 délivre un signal représentatif de la première suite d'éléments  
30 binaires {ak}, et un circuit 103 de brassage et de codage de type codage de Reed-Solomon et d'entrelacement est prévu, lequel, à partir du signal représentatif de la première suite d'éléments binaires {ak}, délivre effectivement la première suite d'éléments binaires {ak}.

35 Du point de vue de la réalisation pratique, on indique que le codeur 101 délivre un signal numérique dont

le débit est environ de 6 Mbit/s, ce débit incluant les signaux relatifs au son principal associés à l'image suite au sous-échantillonnage effectué par le circuit sous-échantillonneur 100.

5           Le circuit 1 générateur de la première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  est suivi d'un circuit 2 de codage convolutif de rendement  $1/2$ , lequel permet d'engendrer pour tout élément binaire  $\{a_k\}$  de la première suite un premier  
10           groupe de deux éléments binaires  $\{b_k, c_k\}$  définissant un point, parmi quatre, d'une première sous-constellation dont l'argument de phase  $\psi_k$  correspond à l'un des quatre états de phase d'une modulation de phase à quatre états, ainsi que précédemment décrit en liaison avec les figures 1b et 1c  
15           relativement à la mise en oeuvre du procédé de codage, objet de la présente invention. Le circuit 2 de codage convolutif de rendement  $1/2$  peut être réalisé par un circuit 200 de type classique, lequel délivre chaque couple d'éléments binaires  $b_k, c_k$  avec un débit de 26 Mbit/s.

20           En outre, ainsi que représenté sur la figure 3, le dispositif de codage, objet de l'invention, comprend un circuit 3 générateur de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$ , lequel reçoit également le signal de télévision à haute définition. Le circuit 3 générateur de la  
25           deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  comprend un circuit soustracteur 300 dont la borne positive reçoit le signal de télévision à haute définition TVHD et dont la borne négative reçoit un signal reconstitué par l'intermédiaire d'un  
30           circuit décodeur 301, recevant le signal délivré par le circuit codeur 101 du circuit 1 générateur de la première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  et d'un circuit de sur-échantillonnage 302. Le circuit soustracteur 300 délivre  
35           ainsi un signal numérique représentatif d'une composante résiduelle du signal de télévision haute définition TVHD, composante égale à la différence entre le signal TVHD et le signal obtenu en sortie du circuit de suréchantillonnage 302. Un circuit codeur 303 reçoit la composante résiduelle

délivrée par le circuit soustracteur 300 et délivre un signal numérique dont le débit est de l'ordre de 18 Mbit/s, ce signal numérique incluant les sons additionnels tels que le son central et le son "surround" lorsque ces signaux sont  
5 présents dans le signal TVHD.

Un circuit multiplexeur 304 est prévu, lequel reçoit le signal numérique délivré par le codeur 303, ce signal numérique représentant la composante haute définition de l'image TVHD, le circuit multiplexeur 304 recevant également  
10 des signaux numériques de sons auxiliaires associés à l'image TVHD. Le multiplexeur 304 est de même type que le multiplexeur 102 précédemment décrit dans la description. Il permet en conséquence d'effectuer un multiplexage à la norme MPEG de codage d'images par exemple. Le circuit 3 générateur  
15 de la deuxième suite d'éléments binaires {dk} comprend enfin un circuit 305 de brassage, de codage de type Reed-Solomon et d'entrelacement du signal délivré par le multiplexeur 304, le circuit de brassage 305 permettant de délivrer en sortie du circuit 3 générateur de la deuxième suite d'éléments  
20 binaires {dk} un signal numérique formé des éléments binaires dk constitutifs de la deuxième suite d'éléments binaires {dk}. Ce signal numérique est délivré avec un débit de 19,5 Mbit/s.

Ainsi qu'on l'a en outre représenté en figure 3a, le  
25 dispositif de codage, objet de la présente invention comprend un circuit 4 de codage de la deuxième suite d'éléments binaires {dk} selon un processus de codage dit "turbo-code". Le processus de codage "turbo-code" présente un rendement  $1/q$  avec  $q = r/s$ ,  $q > 1$  et  $r$  et  $s$  entiers.

30 Ainsi que précédemment décrit en liaison avec le procédé de codage, objet de la présente invention, le processus de codage "turbo-code" permet d'engendrer, pour tout élément binaire dk de la deuxième suite d'éléments binaires {dk} un deuxième groupe d'au moins un élément  
35 binaire {fk} définissant un point parmi deux d'une deuxième sous-constellation :

$\theta_k = i \theta/2 \quad i \in \{-m, m\}, m \text{ impair} \neq 0.$

Dans la revendication précitée, on indique que  $\theta$  représente une valeur de phase déterminée.

5 Dans le mode de réalisation du dispositif de codage, objet de la présente invention, tel que représenté en figure 3a, on indique que le circuit de codage 4 comporte avantageusement un circuit turbo-codeur 400 proprement dit, de rendement  $\rho = 1/2$ , le paramètre  $q$  précédemment mentionné étant pris égal à 2.

10 En outre, on indique que dans le mode de réalisation de la figure 3a, le processus de codage de type "turbo-code" permet d'engendrer pour tout élément binaire  $d_k$  de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$ , un deuxième groupe d'un élément binaire  $f_k$  définissant un point, parmi deux,  
15 d'une deuxième sous-constellation dont l'argument de phase  $\theta_k$  correspond au mode de réalisation de la figure 1b du procédé de codage, objet de la présente invention, avec  $i = m, m = 1$ . Le circuit turbo-codeur 400 est suivi d'un circuit 401 de poinçonnage et de mise en série des éléments  
20 binaires délivrés par le circuit turbo-codeur 400, ce circuit 401 étant de type classique et permettant de délivrer l'élément binaire  $f_k$  constituant un signal numérique d'un débit de 26 Mbit/s. Ainsi, le débit obtenu à la sortie du circuit 4 de turbo-codage correspond à un rendement de codage égal à  $3/4$ .

25 Enfin, le dispositif de codage tel que représenté en figure 3a comporte un circuit 5 de modulation de phase d'une onde porteuse pour chaque symbole transmis. L'argument de phase  $\phi_k$  de cette modulation est défini par combinaison des  
30 arguments de phase du premier et du deuxième groupe d'éléments binaires précédemment décrits dans la description, selon la relation (1).

35 Ce mode opératoire permet d'associer à tout symbole  $y_n$  un point appartenant à une constellation complexe formée par superposition des première et deuxième sous-constellations et d'associer à au moins un programme de télévision

haute définition TVHD une pluralité supérieure à deux de programmes de télévision conventionnelle pour transmission sur le même canal.

De manière classique, ainsi que représenté en figure 3b, on indique que le circuit de modulation de phase 5 peut comprendre un circuit de codage binaire à signal 500, lequel, recevant les éléments binaires  $f_k$ ,  $b_k$  et  $c_k$ , permet, en fonction de la valeur de ces éléments binaires, ainsi que représenté par exemple en figure 1b ou 1c, de délivrer un signal numérique représentatif de l'amplitude d'une composante en phase respectivement en quadrature de phase d'une onde porteuse modulée.

Le circuit 500 de codage binaire à signal peut être constitué par exemple par un circuit de type transcodage, lequel, à partir des valeurs binaires des éléments binaires  $f_k$ ,  $b_k$  et  $c_k$ , délivre par exemple les valeurs numériques  $N_Q$  en quadrature et  $N_I$  en phase, à un circuit 501 comportant pour chaque signal en quadrature  $N_Q$  respectivement en phase  $N_I$ , un circuit de filtrage de Nyquist et un convertisseur numérique-analogique, lequel délivre les signaux analogiques correspondants de modulation d'une onde porteuse à un modulateur équilibré 502, l'onde porteuse étant délivrée par l'oscillateur local OL et les composantes de modulation en phase I respectivement en quadrature de phase Q étant délivrées aux entrées respectives de modulation du modulateur équilibré 502. Le modulateur équilibré 502 délivre la porteuse modulée pour transmission en sortie du circuit 5 de modulation de phase de l'onde porteuse.

Dans le mode de réalisation du dispositif de codage de la figure 3a, lequel correspond à un procédé de codage tel que représenté en figure 1b, chaque élément binaire  $f_k$  définit un point, parmi deux, de la deuxième sous-constellation. La porteuse modulée transmise peut alors s'écrire sous la forme précédemment donnée dans la description, selon la relation (2).

Le mode de réalisation du dispositif de codage tel

que représenté en figure 3a permet d'assurer la transmission :

5       - d'un programme n°1 en télévision haute définition avec un débit de 26 Mbit/s, ce programme n°1 se répartissant en une composante haute définition HD à 19,5 Mbit/s et une composante compatible avec un débit de 6,5 Mbit/s ;

      - des programmes n°2, 3 et 4 en télévision conventionnelle, chacun présentant un débit de 6,5 Mbit/s soit un débit global de 19,5 Mbit/s.

10       Une description plus détaillée d'un dispositif de décodage de canal d'une porteuse modulée à partir de symboles yn représentatifs de signaux de télévision haute définition et conventionnelle codés selon le procédé de codage et au moyen du dispositif de codage précédemment  
15       décrits dans la description, sera maintenant donnée en liaison avec la figure 4.

      Selon la figure précitée, le dispositif de décodage comprend au moins un premier circuit 6 de démodulation de phase de type MDP4 de l'onde porteuse modulée  $y(t)$  recevant  
20       cette onde porteuse et permettant d'engendrer une première composante  $I_k$  et une deuxième composante  $Q_k$  en quadrature de l'onde porteuse modulée précitée.

      On indique bien entendu que les valeurs des première et deuxième composantes  $I_k$ ,  $Q_k$  vérifient la relation (3)  
25       précédemment citée dans la description.

      Un circuit 7 de décodage de type décodeur de Viterbi est prévu, lequel reçoit les première et deuxième composantes, de façon à engendrer un élément binaire estimé  $\hat{a}_k$   
30       représentatif de l'élément binaire d'origine  $a_k$  de la première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$ .

      En outre, un circuit 8 de recodage de type convolutif est connecté au circuit de décodage 7, ce circuit de recodage 8 permettant, à partir de l'élément binaire estimé  $\hat{a}_k$ , d'engendrer une valeur estimée  $\hat{\psi}_k$  du premier argument de  
35       phase  $\psi_k$  relatif à la première sous-constellation. Bien entendu, l'argument de phase estimé  $\hat{\psi}_k$  est donné par le

circuit 8 de recodage de type convolutif sous forme de deux valeurs  $\hat{U}_k$  respectivement  $\hat{V}_k$ , lesquelles correspondent à la valeur de cosinus respectivement de sinus de la valeur estimée du premier argument de phase  $\psi_k$ .

5           En outre, un deuxième circuit 9 de démodulation de phase est prévu, lequel est connecté, d'une part, en sortie du premier circuit 6 de démodulation de phase et, d'autre part, en sortie du circuit 8 de recodage. Le deuxième circuit 9 de démodulation de phase permet à partir des  
10   valeurs estimées  $\hat{U}_k$  et  $\hat{V}_k$ , c'est-à-dire finalement du premier argument de phase estimé  $\hat{\psi}_k$ , de démoduler les première  $I_k$  et deuxième  $Q_k$  composantes de l'onde porteuse pour obtenir, par recalage de phase, une valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase  $\theta_k$  vérifiant la relation (4)  
15   précédemment citée dans la description.  
De manière classique, la valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase  $\theta_k$  est délivrée par le deuxième circuit de démodulation 9 sous la forme de deux composantes en phase et en quadrature de phase  $I'_k$  respectivement  $Q'_k$  précédemment  
20   mentionnées.

Connecté en sortie du deuxième circuit 9 de démodulation de phase et recevant les composantes  $I'_k$  respectivement  $Q'_k$  précitées de la valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase  $\theta_k$ , un circuit 10 de décodage de type  
25   turbo-décodeur permet d'engendrer, à partir de la valeur estimée  $\hat{\theta}_k$ , un élément binaire estimé  $\hat{d}_k$  représentatif de l'élément binaire d'origine  $d_k$  de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$ .

Bien entendu, étant donné que, pour assurer la  
30   transmission de l'onde porteuse modulée, le dispositif de codage tel que représenté en figure 3a par exemple, a permis d'effectuer un codage d'images de type MPEG-2, il est nécessaire au niveau du dispositif de décodage tel que représenté en figure 4, d'assurer un processus de traitement  
35   inverse, c'est-à-dire de décodage d'images au niveau des valeurs estimées des éléments binaires  $a_k$ , respectivement  $d_k$



de la première, respectivement deuxième suite d'éléments binaires.

Dans ce but, le dispositif de décodage, objet de la présente invention, comporte des circuits de traitement inverses 11 et 12, ces circuits étant semblables et comportant chacun un circuit de débrassage, de décodage de Reed-Solomon et de désentrelacement, portant la référence 11a respectivement 12a, un circuit démultiplexeur MPEG-2, référencé 11b respectivement 12b, un circuit décodeur vidéo 11c respectivement 12c, et un circuit décodeur son 11d respectivement 12d. Les décodeurs son 11d et 12d délivrent les sons auxiliaires respectivement le son principal. Les sorties des circuits de traitement inverse 11, 12, au niveau de leur sortie décodeur vidéo 11c, respectivement 12c, sont connectées par l'intermédiaire d'un circuit de commutation 13 respectivement par l'intermédiaire d'un circuit de suréchantillonnage 16 à un circuit sommateur 15 dont la sortie est elle-même connectée à un moniteur de télévision haute définition afin d'afficher les programmes transmis puis décodés, conformément au mode opératoire du dispositif de décodage selon l'invention tel que représenté en figure 4.

En outre, un circuit 14 permet de commander la commutation du commutateur 13 pour assurer, soit la transmission du programme en télévision haute définition, le circuit commutateur 13 étant fermé et les éléments binaires estimés  $\hat{dk}$  de la deuxième suite d'éléments binaires étant transmis après traitement par le circuit de traitement inverse 11 vers le moniteur d'affichage TVHD 17, soit au contraire la transmission, après traitement par le circuit de traitement inverse 12, de la suite d'éléments binaires estimés  $ak$  de la première suite d'éléments binaires et en définitive, des programmes en télévision conventionnelle ou compatibles TVHD par l'intermédiaire du circuit de suréchantillonnage 16, par la commande à l'ouverture du circuit de commutation 13 par le circuit de commande 14. D'une manière

pratique, on indique que le circuit 14 de commande est relié au circuit turbo-décodeur 10b, le circuit de commande 14 pouvant par exemple être actionné en référence à la mesure du taux d'erreur de la suite d'éléments binaires estimés  $\hat{d}k$  de la deuxième suite d'éléments binaires.

On comprend ainsi que l'image en télévision haute définition TVHD est restituée en réalisant la somme, au niveau du sommateur 15, du signal délivré par le circuit décodeur vidéo 11c, lequel délivre la composante haute définition, et la somme du signal délivré par le circuit décodeur vidéo 12c, composante compatible, après suréchantillonnage par le circuit de suréchantillonnage 16.

Le type de dispositif de décodage tel que représenté en figure 4 et donc de récepteur associé, conformément à l'objet de la présente invention, permet d'obtenir une dégradation progressive de la qualité de transmission lors d'une atténuation atmosphérique par exemple. En effet, lorsque le rapport signal à bruit diminue pour le signal transmis, le récepteur commute automatiquement de la composante haut débit vers la composante bas débit. Le critère de commutation du commutateur 13 commandé par le circuit de commande 14 peut être lié à la puissance du signal reçu ou au taux d'erreur mesuré sur la composante à haut débit au niveau du circuit turbo-décodeur 10b. Afin d'éviter des commutations fréquentes, dues par exemple à des phénomènes de scintillation qui peuvent affecter la propagation, il peut être avantageusement envisagé de prévoir un dispositif d'hystérésis à la commande de commutation. On peut par exemple, lors d'un affaiblissement atmosphérique, prévoir que la commutation vers la composante à bas débit, c'est-à-dire image à définition normale, est effectuée lorsque le taux d'erreur mesuré sur la composante à haut débit, c'est-à-dire composante haute définition, devient supérieur à  $10^{-4}$  par exemple. Le retour à l'image de télévision haute définition n'a alors lieu que lorsque le taux d'erreur mesuré sur la composante haute définition est

inférieur par exemple à  $10^{-6}$ .

Selon le taux d'erreur délivré par le circuit turbo-décodeur 10b, l'image affichée sur le moniteur haut définition 17, est obtenue à partir des éléments binaires  $dk$  de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{dk\}$  pour une image haute définition ou à partir des éléments binaires  $ak$  de la première suite d'éléments binaires  $\{ak\}$  pour une image conventionnelle.

Si ce taux d'erreur est suffisamment faible, les éléments binaires de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{dk\}$  subissent les opérations suivantes : débrassage 11a, démultiplexage MPEG-2 11b, puis décodage son et vidéo 11c et 11d.

Si au contraire la dégradation est importante, le commutateur va permettre d'afficher le programme équivalent en télévision conventionnelle obtenu à partir des éléments binaires de la première suite d'éléments binaires  $\{ak\}$ . Ces données subissent les opérations suivantes : débrassage, désentrelacement convolutionnel et décodage de Reed-Solomon 12a, démultiplexage MPEG-2 12b, décodage son et image 12c, 12d, puis suréchantillonnage des données vidéo 16 pour affichage en 1250 lignes.

Outre les modes de réalisation précités d'un dispositif de codage respectivement de décodage conforme à l'objet de la présente invention et l'application du dispositif de décodage à un récepteur de télévision pour transmission par satellite tel que représenté en figure 4, le procédé, objet de la présente invention, permet également de réaliser un dispositif transmodulateur satellite-câble, ainsi que représenté en figure 5.

Bien entendu, le codage ayant été effectué conformément au procédé et à la mise en oeuvre du dispositif de codage tel que représenté en figures 3a et 3b, on comprend bien sûr que le dispositif transmodulateur satellite-câble tel que représenté en figure 5 comprend des éléments semblables à ceux contenus dans le dispositif de décodage,

tel que représenté en figure 4, les mêmes références représentant les mêmes éléments.

A ce titre, on comprend bien sûr que le dispositif transmodulateur satellite-câble comprend le premier circuit  
 5 démodulateur 6, le circuit décodeur de Viterbi 7, le circuit de recodage 8 et le deuxième circuit de démodulation 9 ainsi que le circuit de codage du type "turbo-code" 10.

De la même manière que dans le cas du dispositif de  
 10 décodage représenté en figure 4, on indique que les éléments binaires estimés  $\hat{a}_k$ ,  $\hat{d}_k$  de la première respectivement deuxième suite d'éléments binaires sont délivrés par le décodeur de Viterbi 7 respectivement par le turbo-décodeur 10.

Chaque flux de données correspondant aux éléments  
 15 binaires estimés  $\hat{a}_k$  et  $\hat{d}_k$  de la première respectivement deuxième suite d'éléments binaires est alors ensuite modulé pour obtenir :

- un signal désigné par  $y_1(t)$  à partir des éléments binaires estimés  $\hat{d}_k$  de la deuxième suite d'éléments binaires  
 20  $\{d_k\}$  suite à un traitement par un circuit 18 comprenant un circuit de désentrelacement de décodage de Reed-Solomon et de débrassage 18a, suivi d'un circuit de multiplexage de type MPEG-2 18b, puis un brassage et un codage de Reed-Solomon plus un entrelacement par un circuit correspondant  
 25 19 délivrant à un circuit de modulation de type MAQ16 noté 20, le signal  $y_1(t)$ , lequel est transmis par un canal spécifiquement dédié au signal de télévision haute définition TVHD transmis par câble.

On note que le circuit multiplexeur MPEG-2 18b reçoit d'un  
 30 circuit 21 comparable au circuit 18 et comprenant un circuit de désentrelacement plus de décodage de Reed-Solomon et de débrassage 21a suivi d'un circuit de démultiplexage MPEG-2 noté 21b, un signal de composante compatible de télévision haute définition à un débit de 6 Mbit/s à partir des valeurs  
 35 estimées  $\hat{a}_k$  des éléments binaires de la première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  délivrés par le décodeur de

Viterbi 7.

- un signal  $y_2(t)$  obtenu à partir des valeurs d'éléments binaires  $\hat{a}_k$  estimées délivrées par le décodeur de Viterbi 7 au moyen d'un circuit de modulation 22 de type MAQ16, lequel permet d'obtenir un multiplex de programmes en télévision conventionnelle.

D'un point de vue général, le fonctionnement du circuit transmodulateur satellite-câble tel que représenté en figure 5 est le suivant : les signaux issus du canal satellite et démodulés et décodés de façon à engendrer les éléments binaires estimés  $\hat{a}_k$ ,  $\hat{d}_k$  de la première et de la deuxième suite d'éléments binaires sont transmis dans deux canaux de largeur de bande de 8MHz d'un réseau de câbles avec une modulation de type MAQ16 dans chaque canal réalisée par les circuits de modulation 20 et 22. L'un des canaux, alimenté par le circuit de modulation 20, transmet l'image de télévision haute définition TVHD complète, c'est-à-dire la composante haute définition plus la composante compatible, et l'autre canal transmet le multiplex de programmes de télévision conventionnelle, ce canal étant alimenté par le circuit de modulation 22.

On indique que le circuit transmodulateur satellite-câble tel que représenté en figure 5 est particulièrement avantageux en raison de sa simplicité de réalisation. En effet, aucun démultiplexage n'est nécessaire en tête de réseau et, par conséquent, aucune reconstitution du multiplex à cette même tête de réseau n'est à réaliser.

**REVENDICATIONS**

1. Procédé de codage de canal pour symboles  $y_n$  représentatifs de signaux de télévision numérique haut définition et conventionnelle, chaque symbole  $y_n$  étant formé
- 5 par une pluralité d'éléments binaires, les signaux de télévision conventionnelle étant constitués par une première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  représentatifs de programmes conventionnels et les signaux de télévision haute définition étant constitués par une deuxième suite d'éléments binaires
- 10  $\{d_k\}$  représentatifs d'un programme haute définition, caractérisé en ce que ledit procédé consiste simultanément :
- à coder ladite première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  au moyen d'un processus de codage convolutif de rendement  $1/2$ , de façon à engendrer, pour tout élément
  - 15 binaire  $a_k$  de la première suite  $\{a_k\}$  un premier groupe de deux éléments binaires  $\{b_k, c_k\}$  définissant un point, parmi quatre, d'une première sous-constellation, dont l'argument de phase  $\psi_k$  correspond à l'un des quatre états de phase d'une modulation de phase à quatre états,
  - 20 - à coder ladite deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  au moyen d'un processus de codage turbo-code de rendement  $1/q$ , avec  $q = r/s > 1$ ,  $r$  et  $s$  entiers, de façon à engendrer pour tout élément binaire  $d_k$  de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  un deuxième groupe d'au moins un
  - 25 élément binaire  $\{f_k\}$  définissant un point, parmi deux, d'une deuxième sous-constellation, dont l'argument de phase  $\theta_k$  vérifie la relation :
- $$\theta_k = i \theta/2 \text{ avec } i \in \{-m, m\} \text{ } m \text{ impair } \neq 0,$$
- $\theta$  représentant une valeur de phase déterminée,
- 30 - à moduler en phase une onde porteuse pour chaque symbole transmis, l'argument de phase  $\phi_k$  de ladite modulation étant défini par combinaison des arguments de phase du premier et du deuxième groupe d'éléments binaires  $\phi_k = \psi_k + \theta_k$ , ce qui permet d'associer à tout symbole  $y_n$  un
  - 35 point appartenant à une constellation complexe, formée par superposition des première et deuxième sous-constellations,

et d'associer au moins un programme de télévision haute définition et une pluralité, supérieure à deux, de programmes de télévision conventionnelle pour transmission sur un même canal.

5                   2. Procédé de décodage de canal pour symboles yn représentatifs de signaux de télévision haute définition et conventionnelle, ces symboles étant transmis au moyen d'une onde porteuse modulée en phase avec un argument de phase  $\phi_k = \psi_k + \theta_k$ , formé par un premier  $\psi_k$  et un deuxième  $\theta_k$   
 10 argument de phase selon la revendication 1, le premier  $\psi_k$  et le deuxième  $\theta_k$  argument de phase étant chacun représentatif d'un point repéré dans une première, respectivement une deuxième sous-constellation et défini par un premier  $\{b_k, c_k\}$  et par un deuxième  $\{f_k\}$  groupe de deux respectivement au  
 15 moins un élément binaire obtenus par codage d'un élément binaire d'origine  $a_k$  respectivement  $d_k$  d'une première  $\{a_k\}$  respectivement deuxième  $\{d_k\}$  suite d'éléments binaires, la première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  étant représentative d'une pluralité, supérieure à deux, de programmes conven-  
 20 tionnels et la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  d'un programme haute définition, caractérisé en ce que ledit procédé de décodage consiste :

- à effectuer une démodulation de phase de ladite onde porteuse modulée pour obtenir une première composante  
 25  $I_k$  et une deuxième composante  $Q_k$  en quadrature, de ladite onde porteuse modulée,  
 avec  $I_k = \cos \phi_k + n_{Ik}$  et  $Q_k = \sin \phi_k + n_{Qk}$ ,  
 où  $n_{Ik}$  et  $n_{Qk}$  désignent des variables aléatoires gaussiennes indépendantes de densité spectrale donnée,

30                   - à effectuer un décodage de type décodage de Viterbi desdites première et deuxième composantes, de façon à restituer un élément binaire estimé  $\hat{a}_k$  représentatif de l'élément binaire d'origine  $a_k$  ;

                  - à effectuer, à partir dudit élément binaire estimé  
 35  $\hat{a}_k$ , un recodage de type convolutif, de façon à engendrer une valeur estimée  $\hat{\psi}_k$  du premier argument de phase  $\psi_k$ , de la

forme :

$$\hat{U}_k = \cos \hat{\psi}_k, \hat{V}_k = \sin \hat{\psi}_k ;$$

- à effectuer une démodulation pour obtenir, à partir des valeurs estimées  $\hat{U}_k$  et  $\hat{V}_k$ , une valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase de la forme :

$$I'_k = \cos \hat{\theta}_k = I_k \hat{U}_k + Q_k \hat{V}_k$$

$$Q'_k = \sin \hat{\theta}_k = Q_k \hat{U}_k - I_k \hat{V}_k,$$

- à appliquer auxdites valeurs  $I'_k$ ,  $Q'_k$  représentatives de la valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase un traitement de turbo-décodage pour engendrer un élément binaire estimé  $\hat{d}_k$  représentatif de l'élément binaire d'origine  $d_k$  ;

- à appliquer auxdites valeurs estimées du premier  $\hat{a}_k$  respectivement deuxième  $\hat{d}_k$  élément binaire d'origine des processus inverses de ceux du codage pour restituer les programmes d'origine.

3. Dispositif de codage de canal pour symboles  $\gamma_n$  représentatifs de signaux de télévision numérique haute définition et conventionnelle, chaque symbole étant formé par une pluralité d'éléments binaires, les signaux de télévision conventionnelle étant constitués par une première suite d'éléments binaires  $\{a_k\}$  représentatifs de programmes conventionnels et les signaux de télévision haute définition étant constitués par une deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  représentatifs d'un programme haute définition, caractérisé en ce que celui-ci comporte au moins :

- des moyens de codage convolutif de rendement 1/2 de ladite première suite d'éléments binaires, de façon à engendrer, pour tout élément binaire  $a_k$  de ladite première suite  $\{a_k\}$  un groupe de deux éléments binaires  $\{b_k, c_k\}$  définissant un point, parmi quatre, d'une première sous-constellation, dont l'argument de phase  $\psi_k$  correspond à l'un des quatre états de phase d'une modulation de phase à quatre états,

- des moyens de codage de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{d_k\}$  selon un processus de codage "turbo-



code" de rendement  $1/q$ , avec  $q = r/s > 1$   $r$  et  $s$  entiers, de façon à engendrer pour tout élément binaire  $dk$  de la deuxième suite d'éléments binaires  $\{dk\}$  un deuxième groupe d'au moins un élément binaire  $\{fk\}$  définissant un point, parmi deux, d'une deuxième sous-constellation, dont l'argument de phase  $\theta_k$  vérifie la relation :

$$\theta_k = i \theta/2 \quad i \in \{-m, m\}, \quad m \text{ impair} \neq 0,$$

$\theta$  représentant une valeur de phase déterminée,

- des moyens de modulation de phase d'une onde porteuse pour chaque symbole transmis, l'argument de phase  $\phi_k$  de ladite modulation étant défini par combinaison des arguments de phase du premier et du deuxième groupe d'éléments binaires,  $\phi_k = \psi_k + \theta_k$ , ce qui permet d'associer à tout symbole  $y_n$  un point appartenant à une constellation complexe formée par superposition des première et deuxième sous-constellations, et d'associer au moins un programme de télévision haute définition et une pluralité, supérieure à deux, de programmes de télévision conventionnelle pour transmission sur un même canal.

4. Dispositif selon la revendication 3, caractérisé en ce que celui-ci comporte en outre :

- des moyens générateurs de ladite première suite d'éléments binaires  $\{ak\}$  comprenant des premiers moyens de multiplexage temporel recevant :

- . un signal numérique représentatif en télévision conventionnelle du programme haute définition,
- . une pluralité de signaux numériques représentatifs chacun d'un programme distinct de télévision conventionnelle, lesdits premiers moyens de multiplexage délivrant ladite première suite d'éléments binaires  $\{ak\}$ , et

- des moyens générateurs de ladite deuxième suite d'éléments binaires  $\{dk\}$  comportant au moins des deuxième moyens de multiplexage temporel recevant des signaux numériques représentatifs dudit programme de télévision haute définition, lesdits deuxième moyens de multiplexage temporel délivrant ladite deuxième suite d'éléments bina-

res  $\{dk\}$ .

5. Dispositif selon l'une des revendications 3 ou 4, caractérisé en ce que lesdits moyens de modulation de phase comportent, connectés en cascade :

- 5           - des moyens de codage binaire à signal recevant, d'une part, le premier groupe d'éléments binaires  $\{bk, ck\}$ , et, d'autre part, le deuxième groupe d'éléments binaires  $\{fk\}$  et délivrant une composante numérique de modulation en phase respectivement en quadrature de phase représentatives
- 10          de l'argument  $\phi k$  de ladite modulation de phase,
- des moyens de conversion numérique analogique de la composante numérique de modulation en phase respectivement en quadrature de phase, délivrant lesdites composantes sous forme analogique,
- 15          - un modulateur équilibré comprenant un oscillateur local à la fréquence de ladite onde porteuse et recevant lesdites composantes de modulation sous forme analogique, ledit modulateur délivrant une onde porteuse modulée pour transmission.
- 20          6. Dispositif de décodage de canal pour symboles  $y_n$  représentatifs de signaux de télévision haute définition et conventionnelle, ces symboles étant transmis au moyen d'une onde porteuse modulée en phase avec un argument de phase  $\phi k = \psi k + \theta k$ , formé par un premier  $\psi k$  et un deuxième  $\theta k$
- 25          argument de phase, le premier  $\psi k$  et le deuxième  $\theta k$  argument de phase étant chacun représentatif d'un point repéré dans une première respectivement deuxième sous-constellation et défini par un premier  $\{bk, ck\}$  et par un deuxième  $\{fk\}$
- 30          groupe de deux respectivement au moins un élément binaire obtenus par codage d'un élément binaire d'origine  $ak$  respectivement  $dk$  d'une première  $\{ak\}$  respectivement deuxième  $\{dk\}$  suite d'éléments binaires, la première suite d'éléments binaires  $\{ak\}$  étant représentative d'une pluralité, supérieure à deux, de programmes conventionnels et la
- 35          deuxième suite d'éléments binaires  $\{dk\}$  d'un programme haute définition, caractérisé en ce que ledit dispositif de

décodage comporte au moins :

- des premiers moyens de démodulation de phase de type MDP4 de ladite onde porteuse modulée pour engendrer une première composante  $I_k$  et une deuxième composante  $Q_k$  en quadrature, de ladite onde porteuse modulée, avec :

$I_k = \cos\phi_k + n_{I_k}$  et  $Q_k = \sin\phi_k + n_{Q_k}$ , où  $n_{I_k}$  et  $n_{Q_k}$  désignent des variables aléatoires gaussiennes indépendantes de densité spectrale donnée,

- des moyens de décodage de type décodeur de Viterbi desdites première et deuxième composantes, de façon à engendrer un élément binaire estimé  $\hat{a}_k$  représentatif de l'élément binaire d'origine  $a_k$  ; et, connectés auxdits moyens de décodage

- des moyens de recodage de type convolutif, permettant, à partir dudit élément binaire estimé  $\hat{a}_k$ , d'engendrer une valeur estimée  $\hat{\psi}_k$  du premier argument de phase  $\psi_k$ , de la forme :

$\hat{U}_k = \cos\hat{\psi}_k$ ,  $\hat{V}_k = \sin\hat{\psi}_k$ , et connectés, d'une part, en sortie desdits premiers moyens de démodulation de phase et, d'autre part, en sortie desdits moyens de recodage,

- des deuxièmes moyens de démodulation de phase, permettant, à partir desdites valeurs estimées  $\hat{U}_k$  et  $\hat{V}_k$ , d'obtenir une valeur estimée  $\hat{\theta}_k$  du deuxième argument de phase  $\theta_k$  de la forme :

$$\begin{aligned} I'_k &= \cos\hat{\theta}_k = I_k \cdot \hat{U}_k + Q_k \cdot \hat{V}_k \\ Q'_k &= \sin\hat{\theta}_k = Q_k \cdot \hat{U}_k - I_k \cdot \hat{V}_k ; \end{aligned}$$

et, connectés en sortie desdits deuxièmes moyens de démodulation,

- des moyens de décodage, de type turbo-décodeur, permettant d'engendrer à partir de ladite valeur estimée  $\hat{\theta}_k$ , un élément binaire estimé  $\hat{d}_k$  représentatif de l'élément binaire d'origine.

7. Utilisation d'un dispositif de décodage de canal selon la revendication 6, pour réaliser un récepteur satellite TVHD en modulation multi-résolution, ledit récepteur satellite comportant, connectés audit dispositif

de décodage :

- une première voie connectée en sortie desdits moyens de décodage de type décodeur de Viterbi et recevant ledit élément binaire estimé  $\hat{a}k$ , ladite première voie  
5 comportant, connectés en cascade, des moyens de traitement inverse tel que le désentrelacement, décodage de Reed-Solomon, débrassage, démultiplexeur MPEG-2, décodeur son et vidéo, et suréchantillonnage,

- une deuxième voie connectée en sortie desdits  
10 moyens de décodage de type turbo-décodeur, et recevant ledit élément binaire estimé  $\hat{d}k$ , ladite deuxième voie comportant, connectés en cascade, des moyens de débrassage, démultiplexeurs MPEG-2, décodeur son et vidéo,

- des moyens commutateurs commandés par l'intermédiaire d'un circuit de contrôle de signal, lesdits moyens commutateurs recevant les signaux délivrés par les décodeurs son et vidéo de la première ou de la deuxième voie à un moniteur TVHD.

8. Utilisation d'un dispositif de décodage de canal  
20 selon la revendication 6, pour réaliser un transmodulateur satellite-câble, ledit transmodulateur comportant, connectés audit dispositif de décodage :

- une première voie en sortie desdits premiers moyens de type décodeur de Viterbi, et recevant ledit  
25 élément binaire estimé  $\hat{a}k$ , ladite première voie comprenant un circuit modulateur de type MAQ16 délivrant un signal modulé pour multiplex de programmes sur câble, et

- une deuxième voie connectée en sortie des moyens de décodage de type turbo-décodeur et recevant ledit élément  
30 binaire estimé  $\hat{d}k$ , ladite deuxième voie comprenant, connectés en cascade :

- . des moyens de codage de Reed-Solomon et d'entrelacement, et
- . un circuit modulateur de type MAQ16 et délivrant un  
35 signal modulé pour canal TVHD câble.

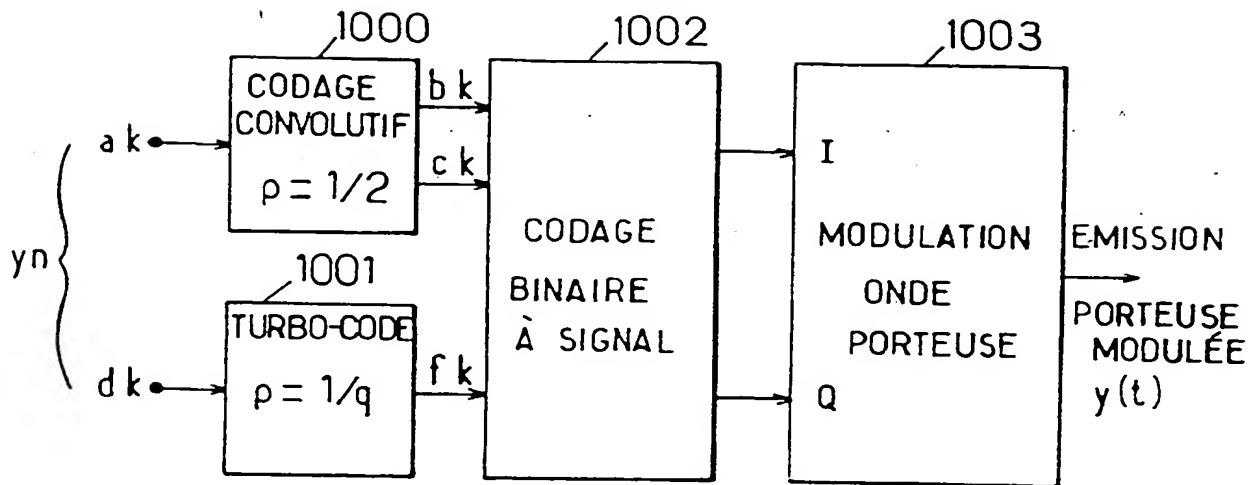


FIG. 1a. PROCESSUS DE CODAGE

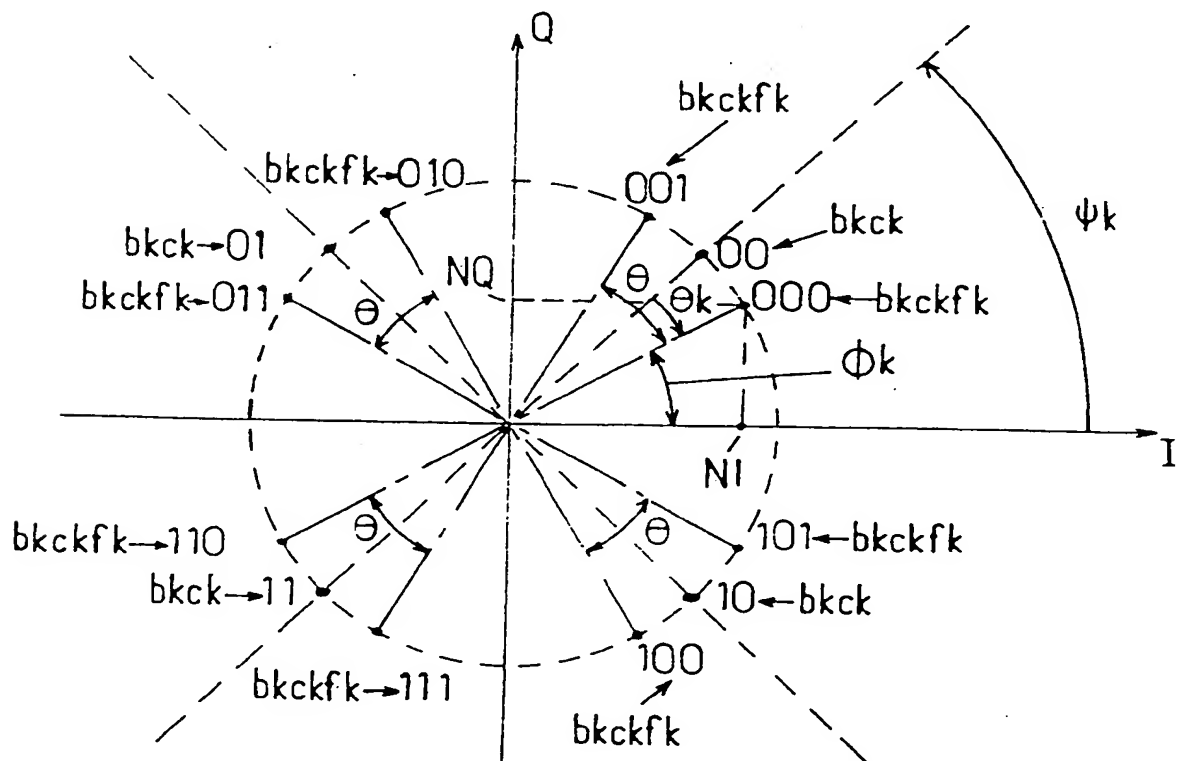
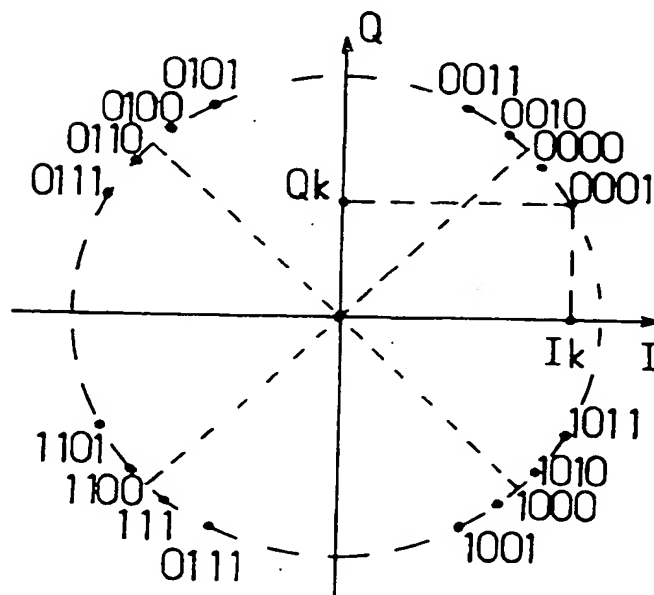
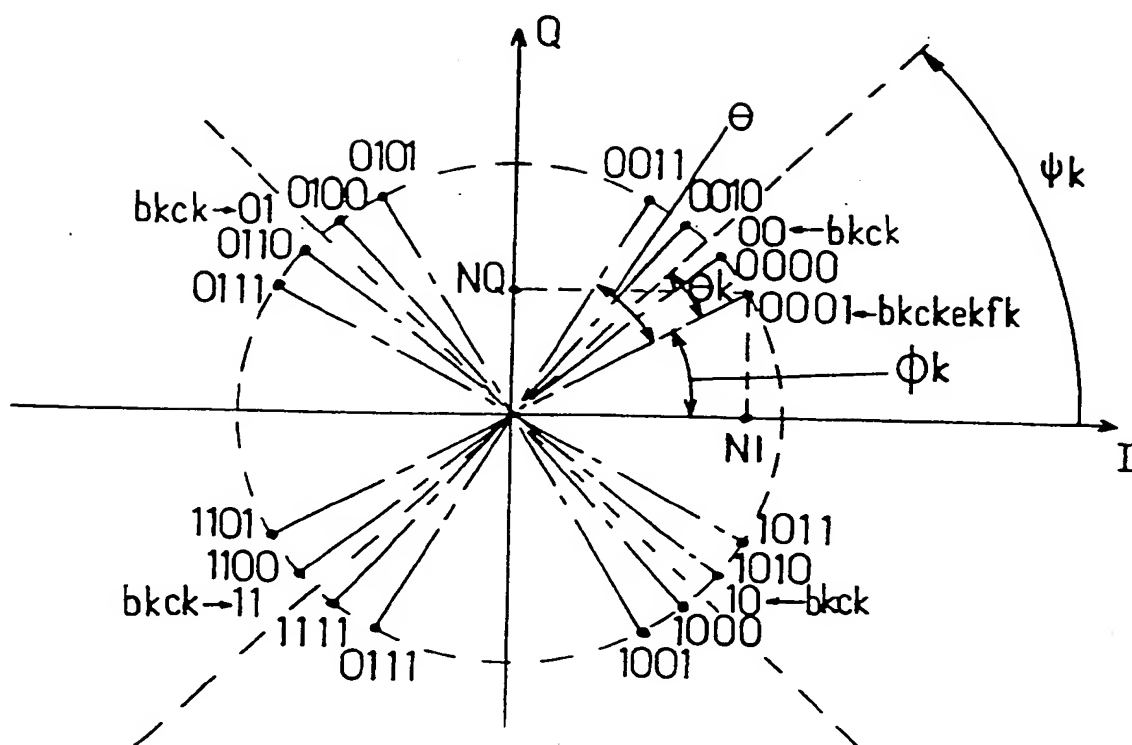


FIG. 1b.



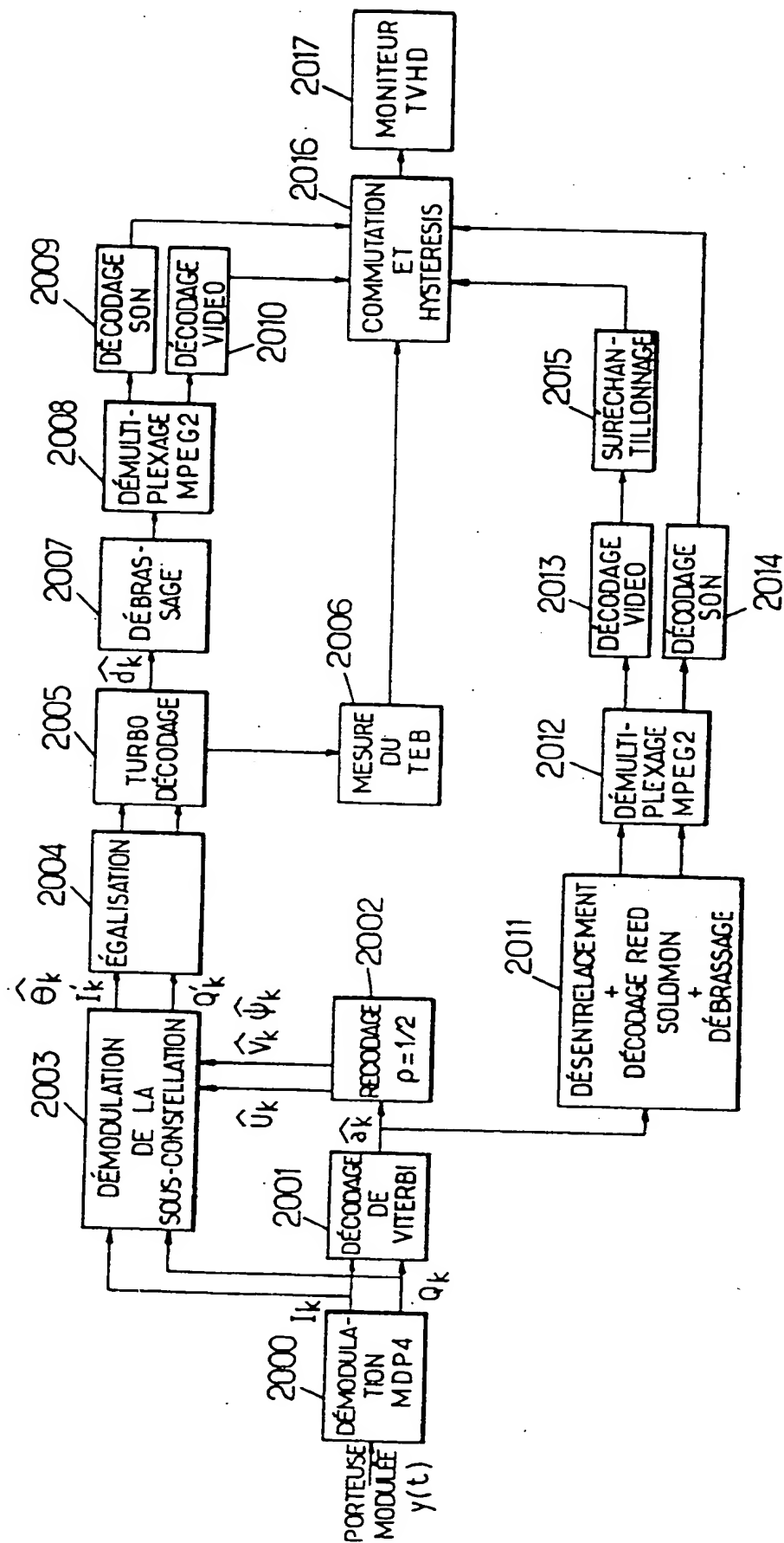
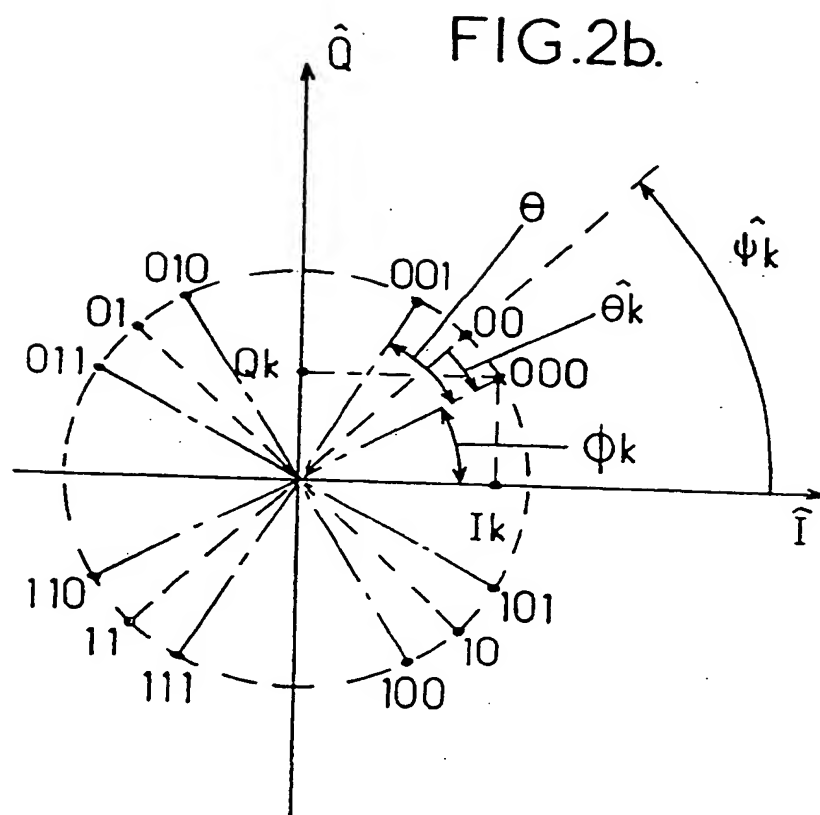


FIG. 2a. PROCESSUS DE DÉCODAGE





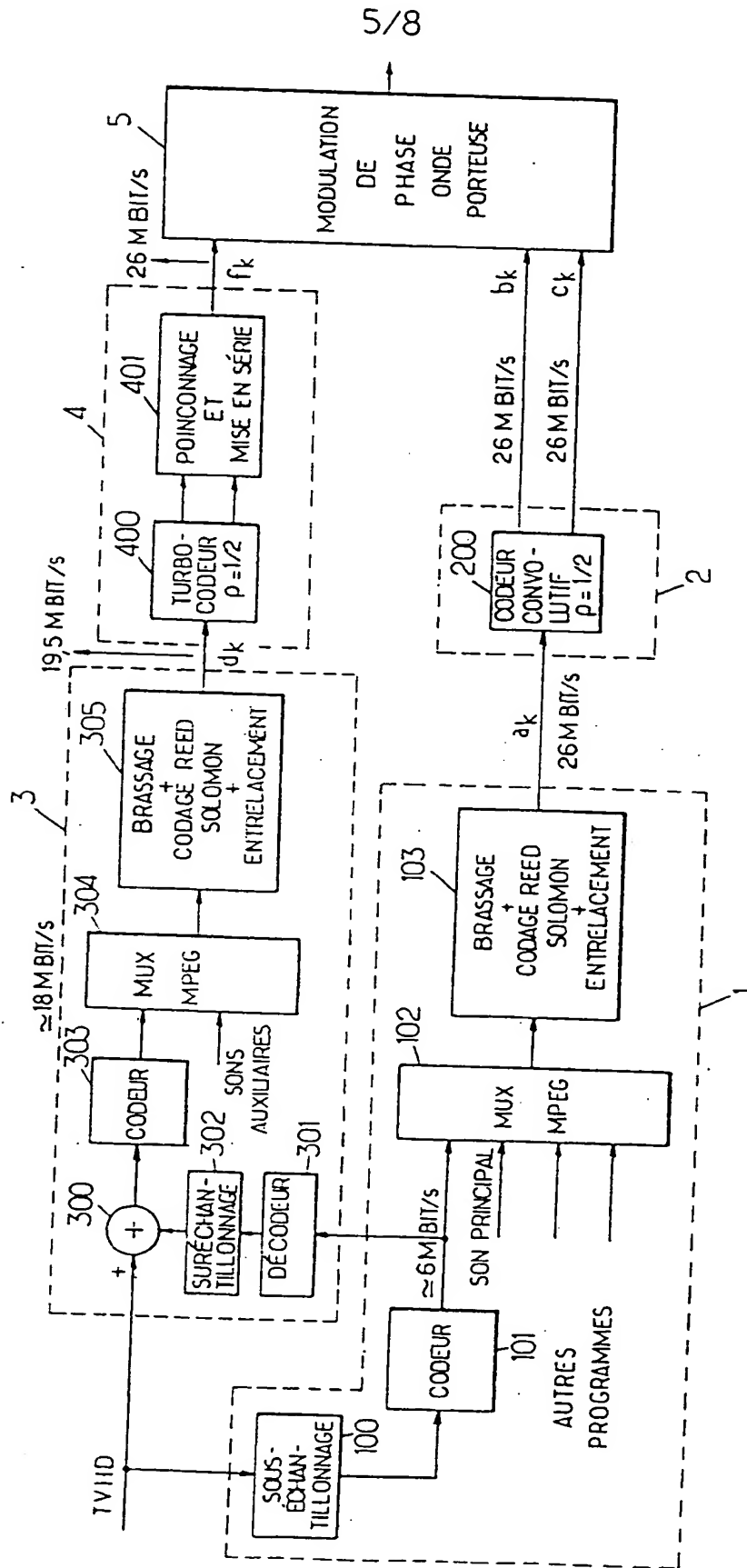
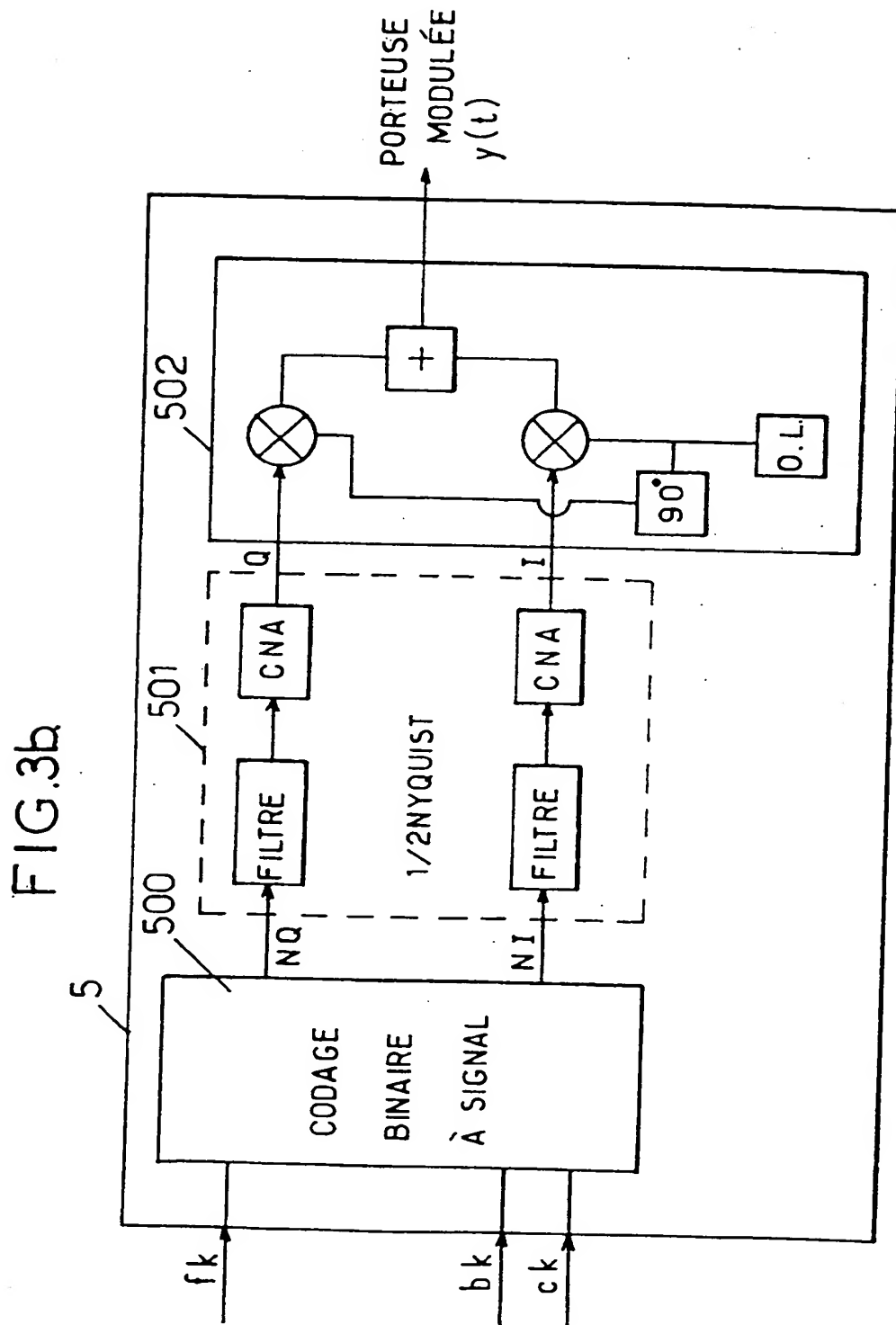


FIG. 3a. DISPOSITIF DE CODAGE



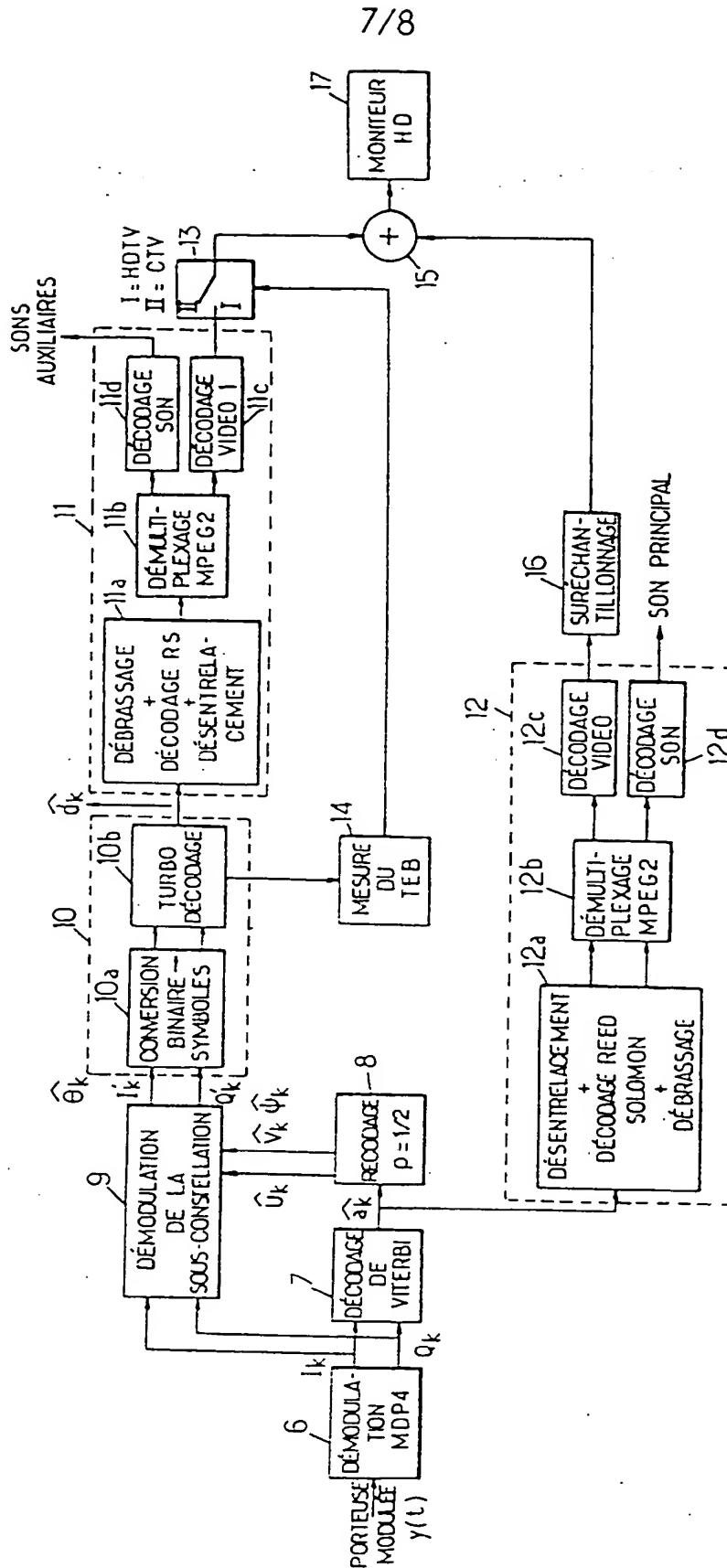


FIG. 4. DISPOSITIF DE DÉCODAGE.



INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement  
national

FA 504434  
FR 9410798

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
P,A	IBC 94. INTERNATIONAL BROADCASTING CONVENTION (CONF. PUBL. NO.397), PROCEEDINGS OF 1994 INTERNATIONAL BROADCASTING CONVENTION - IBC'94, AMSTERDAM, NETHERLANDS, 16-20 SEPT. 1994, 1994, LONDON, UK, IEE, UK, pages 358-365, COMINETTI M ET AL 'Direct-to-home digital multi-programme television by satellite' * figures 1,3 *	1-3,6
A	EBU REVIEW- TECHNICAL, no. 256, Juin 1993 pages 30-46, XP 000385770 COMINETTI M ET AL 'DIGITAL MULTI-PROGRAMME TV/HDTV BY SATELLITE' * figure 1 *	1,3
A	ICC'93 GENEVA - IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, vol. 3, 23 Mai 1993 - 26 Mai 1993 pages 1785-1790, P.G.M.DE BOT ET AL. 'An example of a Multi-Resolution Digital Terrestrial TV Modem' * figures 6,11 *	1,3
A	SUPERCOMM/ICC'92 DISCOVERING A NEW WORLD OF COMMUNICATIONS, CHICAGO, JUNE 14 - 18, 1992, vol. 1 OF 4, 14 Juin 1992 INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, pages 556-560, XP 000326923 RAMCHANDRAN K ET AL 'MULTIRESOLUTION BROADCAST FOR DIGITAL HDTV USING JOINT SOURCE-CHANNEL CODING' * figure 4 *	1,3
---		
-/-		
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
29 Mai 1995		Giannotti, P
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document interchangeable</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>		

5

EPO FORM 1503 03.82 (P04C13)

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	CABLE TV SESSIONS, MONTREUX, JUNE 10 - 15, 1993. no. SYMP. 18, 11 Juin 1993 POSTES; TELEPHONES ET TELEGRAPHES SUISSES, pages 544-554, MITSUAKI OSHIMA 'HIERARCHICAL HDTV BROADCASTING BY CONSTELLATION-CODE DIVISION MULTIPLEX' * figure 8 *	1,3
A	WO-A-93 20658 (THE TRUSTEES OF THE COLUMBIA UNIVERSITY IN THE CITY OF NEW YORK) * page 24, ligne 13 - page 24, ligne 36; figure 13A *	1,3
A	NEW ORLEANS SUPERCOMM/ICC '94. SERVING HUMANITY THROUGH COMMUNICATIONS. 1994 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. CONFERENCE RECORD (CAT. NO. 94CH3403-3), PROCEEDINGS OF ICC/SUPERCOMM'94 - 1994 INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, N, 1 Mai 1994 - 5 Mai 1994 ISBN 0-7803-1825-0, 1994, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA, pages 1255-1259 vol.3, BERROU C ET AL 'Digital television: hierarchical channel coding using turbo-codes' * abrégé *	1-3,6
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. CL. 6)
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
29 Mai 1995		Giannotti, P
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant		

INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement  
national

FA 504434  
FR 9410798

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	NEW ORLEANS SUPERCOMM/ICC '94. SERVING HUMANITY THROUGH COMMUNICATIONS. 1994 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. CONFERENCE RECORD (CAT. NO.94CH3403-3), PROCEEDINGS OF ICC/SUPERCOMM'94 - 1994 INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, N, 1 Mai 1994 - 5 Mai 1994 ISBN 0-7803-1825-0, 1994, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA, pages 645-649 vol.2, LE GOFF S ET AL 'Turbo-codes and high spectral efficiency modulation' * abrégé *	1-3,6
A	EBU REVIEW- TECHNICAL, no. 259, - Mars 1994 BRUSSELS BE, pages 2-10, A MORELLO ET AL. 'Flash TV - The flexible bit-rate solution for satellite outside broadcasts of digital HDTV' * figures 3-6 *	2,6
A	SIGNAL PROCESSING IMAGE COMMUNICATION., vol. 5, no. 5/6, Décembre 1993 AMSTERDAM NL, J.PALICOT ET AL. 'Possible Channel coding and modulation system for the satellite broadcasting of a high-definition television signal' * figures 2,4 *	2,6
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
29 Mai 1995		Giannotti, P
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
<p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons A : membre de la même famille, document correspondant</p>		

5

EPO FORM 150 (3.8) (P04-C1)

REPUBLIQUE FRANÇAISE

2724522

INSTITUT NATIONAL

RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIRE

N° d'enregistrement  
national

de la

PROPRIETE INDUSTRIELLE

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

FA 504434  
FR 9410798

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	<p>CABLE TV SESSIONS, MONTREUX, JUNE 10 - 15, 1993, no. SYMP. 18, 11 Juin 1993 POSTES, TELEPHONES ET TELEGRAPHES SUISSES, pages 485-495, XP 000379375 WALTRICH J B ET AL 'DIGITAL TELEVISION AND CABLE TV' * figure 1 *</p> <p>-----</p>	8
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. CL. 6)
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
29 Mai 1995		Giannotti, P
<p><b>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</b></p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons ----- A : membre de la même famille, document correspondant</p>		

5

EPO FORM 1503 03.82 (P04C1)